PCT/EP2004/012809

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

REC'D 02 DEC 2004
WIPO PCT

EP04/12809

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 103 53 958.1

Anmeldetag: 19. November 2003

Anmelder/Inhaber: Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, 81671 München/DE

Bezeichnung: Spektrumanalysator mit über einen Phasen-Variationsparameter einstellbarem Auflösungsfilter

IPC: G 01 R 23/165

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 28. Oktober 2004
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Schäfer

A 9161
08/00
EDV-L

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

BEST AVAILABLE COPY

Spektrumanalysator mit über einen Phasen-Variationsparameter einstellbarem Auflösungsfilter

Die Erfindung betrifft ein Auflösungsfilter (Resolution-Filter) für einen Spektrumanalysator.

Bei der Spektrumanalyse wird ein vorgegebener Frequenzbereich mit einem Auflösungsfilter (Resolution-Filter) mit einer vorgegebenen Bandbreite durchfahren (gesweept). Das Auflösungsfilter wird deshalb auch als Sweep-Filter bezeichnet. Ein solches Auflösungsfilter für einen Spektrumanalysator in analoger Bauweise ist beispielsweise aus der US 5,736,845 bekannt. Bei Auflösungsfiltern in bekannter analoger Bauweise kann nur eine begrenzte Sweepgeschwindigkeit erreicht werden, wobei der sogenannte K-Faktor, der angibt, wie schnell gesweept wird, bei Auflösungsfiltern in bekannter Bauweise beschränkt ist.

Es wurde bisher allgemein davon ausgegangen, daß man bei der Spektrumanalyse innerhalb von T_{res} in der Größenordnung um $1/B_{res} = T_{res}$ sweepen darf, damit das Resolution-Filter noch einschwingen kann. Allerdings ist diese Aussage nur dann richtig, wenn von einem festen Filter für alle Sweepgeschwindigkeiten ausgegangen wird.

Ein digitales Auflösungsfilter für einen Spektrumanalysator ist aus der DE 101 05 258 A1 bekannt. Das dort beschriebene Auflösungsfilter ist durch eine gaußförmige Impulsantwort gekennzeichnet. Es handelt sich um ein sog. linearphasiges Auflösungsfilter. Linearphasige Filter haben eine relativ lange Gruppenlaufzeitverzögerung. Dadurch haben diese Filter beim Sweepen einen nicht unerheblichen Frequenznachlauf und die Mitte des Spektrums liegt nicht mehr im Frequenz-Ursprung. Ein Design-Freiheitsgrad, der eine Kompensation dieser unerwünschten Effekte ermöglichen würde, ist bei der in der DE 101 05 258 A1 definierten Impulsantwort des Auflösungsfilters nicht vorhanden.

Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, einen Spektrumanalysator bzw. ein Auflösungsfilter hierfür zu schaffen, wobei die Impulsantwort des Auflösungsfilters einen freien Design-Parameter hat, der die Kompensation des Frequenznachlaufs, der Verschiebung des Frequenz-Ursprungs und anderer unerwünschter Effekte ermöglicht.

Die Aufgabe wird bezüglich des Auflösungsfilters durch die Merkmale des Anspruchs 1 und bezüglich des Spektrumanalysators durch die Merkmale des Anspruchs 8 gelöst.

Erfindungsgemäß wird in den Phasen-Faktor der Impulsantwort der freie Variationsparameter k_0 eingeführt. Dieser freie Variationsparameter stellt einen Freiheitsgrad der Phase beim Design des Filters dar. Auf diese Weise können beispielsweise nicht nur linearphasige, sondern auch minimalphasige Filter effizient realisiert werden.

Die Unteransprüche betreffen vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung.

Der freie Variationsparameter k_0 kann vorzugsweise so eingestellt werden, daß der durch die Gruppenlaufzeit des Auflösungsfilters bedingte Frequenznachlauf kompensiert wird.

Alternativ bzw. gleichzeitig kann der Variationsparameter k_0 auch so eingestellt werden, daß die Mitte des Frequenzgangs des Auflösungsfilters im Frequenz-Ursprung, also bei der Frequenz $f=0$ liegt.

Die Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher erläutert. In der Zeichnung zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Spektrumanalysators, bei welchem das erfindungsgemäße Auflösungsfilter zum Einsatz kommen kann;

Fig. 2 ein Blockschaltbild der Spektrumanalyse im äquivalenten Basisband;

Fig. 3 die Impulsantwort eines linearphasigen Filters und eines minimalphasigen Gaußfilters;

Fig. 4 einen Sweep mit einem minimalphasigen Filter und

Fig. 5 einen Sweep mit einem linearphasigen Filter.

Fig. 1 zeigt einen Spektrumanalysator 20, bei welchem das erfindungsgemäße Auflösungsfilter 29 zum Einsatz kommt, im Überblick. In Fig. 1 ist nur der hier interessierende Signalbereich unterhalb der Zwischenfrequenz-Stufe dargestellt.

Das mit ZF bezeichnete Zwischenfrequenzsignal wird in einem Bandpaß 21 gefiltert. An den Bandpaß 21 schließt sich ein Analog/Digital-Wandler 22 an. Anschließend folgt die I/Q-Mischung 23 in einem I/Q-Demodulator 24, der in üblicher Weise aus einem lokalen Oszillator 25 mit zwei um 90° phasenverschobenen Ausgängen besteht, die zusammen mit den gefilterten und analog/digital-gewandelten Zwischenfrequenz-Signalen jeweils einem Mischer 27 des I-Zweigs und einem Mischer 26 des Q-Zweigs zugeführt werden.

Daran schließt sich die digitale Filterung 28 mit dem erfindungsgemäßen Auflösungsfilter 29 an. Schließlich erfolgt die Hüllkurven-Gleichrichtung 31 in einem Hüllkurven-Gleichrichter 32. Die Logarithmierung 33 erfolgt in einem Logarithmierer 34. Auf den Logarithmierer 34 folgt ein Videofilter 36, in welchem die Videofilterung 35 erfolgt.

Für die Detektion 37 können unterschiedliche Detektoren 38 bis 41, beispielsweise ein Peak-Detektor 38, ein Auto-Peak-Detektor 39, ein Sample-Detektor 40 und ein RMS (Route Mean Square)-Detektor zur Verfügung stehen. Je nach Anforderungen können entweder alle vier Detektoren bei einem Spektrumanalysator 20 mit hoher Performance eingebaut werden, oder es können nur bestimmte Detektoren, z.B. bei

spezialisierten Meßaufgaben nur ein einziger Detektor, eingebaut werden. Die Auswertung und Steuerung erfolgt über einen Mikroprozessor 42.

Fig. 2 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild der Blöcke 24, 29 und 32 des Spektrumanalysators 20 aus Fig. 1. Das zu analysierende komplexe Eingangssignal v(t) wird einem Konjugiertkomplex-Bilder 2 zugeführt, der das konjugiert-komplexe Signal v*(t) des Eingangssignals v(t) bildet. In einem Mischer 3 wird das konjugiertkomplexe Eingangssignal v*(t) durch Multiplikation mit dem Sweep-Signal $e^{j\varphi(t)}$ in das Basisbandsignal x(t) heruntergemischt. In Fig. 2 ist oben die Frequenz f(t) des Sweep-Signals als Funktion der Zeit t dargestellt, wobei zu erkennen ist, daß sich die Sweep-Frequenz f(t) linear mit der Zeit t verändert. Durch Integration erhält man den Phasenwinkel φ(t) als Funktion der Zeit t. Das Basisband-Signal x(t) wird dem erfindungsgemäßen Auflösungsfilter (im folgenden Resolution-Filter) 4 zugeführt. In dem Resolution-Filter 4 wird das Basisband-Signal x(t) mit der Impulsantwort h_{used} (t) des Resolution-Filters 4 gefaltet. Dabei entsteht das Ausgangssignal y(t). In einem Betragsbilder 5 wird der Betrag |y(t)| des Signals y(t) gebildet.

Im unteren Bereich von Fig. 2 ist beispielhaft ein Eingangssignal v(t) dargestellt, dessen Spektrum aus zwei diskreten Spektrallinien besteht. Ferner ist ein Beispiel für die Übertragungsfunktion H(t) des Resolution-Filters 4 angegeben. Am Ausgang des Spektrum-Analysators 1 wird das rechts daneben dargestellte Spektrum angezeigt, wobei die Spektrallinien um die Auflösungsbandbreite B_{res} des Resolution-Filters 4 verbreitert sind. Die Auflösungs-bandbreite B_{res} entspricht der Bandbreite bei einer Dämpfung um -3dB gegenüber dem Maximum.

Zum besseren Verständnis der Erfindung werden nachstehend die Überlegungen aus der DE 101 05 258 A1, welche zu einem Auflösungsfilter (Resolution-Filter) mit einer bestimmten Impulsantwort führen, nochmals kurz diskutiert.

Das Spektrum des Signals $v(t)$ wird zuerst mit der Impulsantwort des Resolution-Filters gefenstert und anschließend gemäß

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\tau)\, h_{res}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau}\, d\tau \;=\; H_{res}(f) * V(f) \tag{1}$$

die Fouriertransformation durchgeführt.

Interessant ist die Frage der Korrelation des Spektrums bei weißem Rauschen. Durch die Korrelation wird beschrieben, in welchem Abstand das Spektrum unkorreliert wird. Die AKF (Autokorrelationsfunktion) des Eingangssignals wird bei weißem Rauschen durch

$$\mathrm{E}\{v(\tau)\, v^{*}(\tau + dt)\} = \underset{\text{real/imag}}{2} \cdot N_0/2\;\; \delta(dt) \tag{2}$$

beschrieben. Die AKF des Fourierspektrums ergibt sich unter Verwendung von Gleichung **(1)**

$$\begin{aligned}
\mathrm{E}\{S^{*}(f) \cdot S(f+df)\} &= \mathrm{E}\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} v^{*}(\tau_1)\, h_{res}^{*}(\tau_1) \cdot e^{j\omega\tau_1}\, d\tau_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} v\,(\tau_2)\, h_{res}(\tau_2) \cdot e^{-j(\omega+d\omega)\tau_2}\, d\tau_2 \right\} \\
&= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} E\{v^{*}(\tau_1) \cdot v(\tau_2)\}\, h_{res}^{*}(\tau_1) \cdot h_{res}(\tau_2) e^{-j\omega(\tau_1-\tau_2)} e^{-jd\omega\tau_2}\, d\tau_1 d\tau_2
\end{aligned}$$

Durch Einsetzen von Gleichung **(2)** ergibt sich mit $\tau_1 = \tau_2 := \tau$

$$\begin{aligned}
\mathrm{E}\{S^{*}(f) \cdot S(f+df)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} N_0\, h_{res}^{*}(\tau) \cdot h_{res}(\tau)\, e^{-jd\omega\tau}\, d\tau \\
&= N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |h_{res}(\tau)|^2 \cdot e^{-jd\omega\tau}\, d\tau \\
&= N_0 \cdot F\left\{ |h_{res}(\tau)|^2 \right\}
\end{aligned}$$

Für ein Gaußfilter gilt:

$$
\begin{aligned}
h_{gauss}(t) &= \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}}\, B_{res} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\cdot\left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} \\
H_{gauss}(f) &= e^{-2\ln(2)\cdot\left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2}
\end{aligned} \tag{3}
$$

Mit Gleichung (3) folgt:

$$
\begin{aligned}
R_h(\tau) &= F^{-1}\left\{\left|H_{gauss}(f)\right|^2\right\} \\
&= F^{-1}\left\{ e^{-2\ln(2)\cdot 2\cdot\left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2} \right\} && \text{mit } B'_{res} = B_{res}/\sqrt{2} \\
&= \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}}\cdot B'_{res} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\cdot\left(\frac{\tau}{T'_{res}}\right)^2} && \text{mit } T'_{res} = T_{res}\sqrt{2} \\
&= \underbrace{\sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}}\cdot B_{res}/\sqrt{2}}_{:=B_{rausch}} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\cdot\left(\frac{\tau}{\sqrt{2}\cdot T_{res}}\right)^2}
\end{aligned} \tag{4}
$$

Weiterhin folgt mit Gleichung (4)

$$
\begin{aligned}
F\left\{\left|h_{gauss}(t)\right|^2\right\} &= F\left\{ \frac{\pi}{2\ln(2)} B_{res}^2\, e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\cdot 2\cdot\left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} \right\} && \text{mit } T'_{res} = T_{res}/\sqrt{2} \\
&= \frac{\frac{\pi}{2\ln(2)} B_{res}^2}{\left(\frac{\pi}{2\ln(2)}\right)^{1/2} B'_{res}} \cdot e^{-2\ln(2)\cdot\left(\frac{f}{B'_{res}}\right)^2} && \text{mit } B'_{res} = B_{res}\sqrt{2} \\
&= \underbrace{\sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}}\, B_{res}/\sqrt{2}}_{B_{rausch}} \cdot e^{-\ln(2)\cdot\left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2}
\end{aligned} \tag{5}
$$

Beim gaußschen Resolution-Filter erhält man mit Gleichung (5):

$$\mathrm{E}\{S^*(f)\cdot S(f+df)\} = N_0 \cdot B_{rausch} \cdot e^{-\ln(2)\cdot\left(\frac{df}{B_{res}}\right)^2} \tag{6}$$

In Fig. 2 ist das Blockschaltbild der Spektrumanalyse im äquivalenten Basisband gezeigt. Man beachte, daß das zu untersuchende HF-Signal $v(t)$ zwecks einfacherem Modell im äquivalenten Basisband betrachtet wird (d.h. keine Spektralanteile bei $f<0$). Nach Bildung von $v^*(t)$ wird mit dem Drehzeiger $e^{j\varphi(t)}$ multipliziert und es entsteht

$$x(t) = v^*(t)\cdot e^{j\varphi(t)} \tag{7}$$

Die Frequenz des Drehzeigers steigt gemäß

$$f(t) = \frac{1}{K}\cdot B_{res}^2 \cdot t \tag{8}$$

linear mit der Zeit an. Der K-Faktor gibt an, wie schnell gesweept wird. Da das Resolution-Filter näherungsweise eine Einschwingzeit von T_{res} benötigt, sollte die Frequenz innerhalb T_{res} maximal um B_{res} verändert werden, was nach Gleichung (8) einem maximalen K-Faktor von $K=1$ entspricht. Durch Integration ergibt sich die Phase

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{t} 2\pi f(t)\,dt = \frac{\pi}{K}\cdot B_{res}^2 \cdot t^2 \tag{9}$$

Das Signal $x(t)$ wird anschließend durch das Resolution-Filter mit der Impulsantwort $h_{used}(t)$ gefiltert und es entsteht das Ausgangssignal $y(t)$. Von diesem Ausgangssignal wird die Einhüllende $|y(t)|$ bestimmt und anschließend i.a. logarithmisch auf dem Spektrum-Analyzer dargestellt.

Das Ausgangssignal ergibt sich durch

$$y(t) = x(t) * h_{used}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{used}(\tau) \cdot x(t-\tau)\, d\tau$$

Durch Einsetzen von Gleichung (7) erhält man

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{used}(\tau) \cdot v^{*}(t-\tau)\, e^{j\varphi(t-\tau)}\, d\tau$$

Durch Einsetzen von Gleichung (9) ergibt sich schließlich

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{used}(\tau) \cdot v^{*}(t-\tau)\, e^{j\frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^{2} \cdot (t-\tau)^{2}}\, d\tau$$

Durch Ausmultiplikation erhält man

$$y(t) = \underbrace{e^{j\frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^{2} \cdot t^{2}}}_{e^{j\varphi(t)}} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{h_{used}(\tau)\, e^{j\frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^{2} \cdot \tau^{2}}}_{h_{disp}(\tau)} \cdot v^{*}(t-\tau)\, e^{-j\frac{2\pi}{K} \cdot B_{res}^{2} \cdot t\tau}\, d\tau \tag{10}$$

wobei der erste Term $e^{j\varphi(t)}$ nicht stört, weil letztendlich $|y(t)|$ zur Anzeige gebracht wird. In der Formel wird die Impulsantwort

$$h_{disp}(t) = h_{used}(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{K} B_{res}^{2} t^{2}} \tag{11}$$

eingeführt. Der Index "disp" steht für "displayed", weil nachfolgend gezeigt wird, daß das Spektrum dieser Impulsantwort zur Anzeige kommt.

Nach Gleichung (8) ergibt sich durch Umformung

$$t = \frac{f(t) \cdot K}{B_{res}^{2}} \tag{12}$$

Durch Einsetzen in Gleichung (10) ergibt sich

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} h_{disp}(\tau) \cdot v^*(t-\tau)\, e^{-j\omega(t)\cdot\tau}\, d\tau \tag{13}$$

Nun können einige interessante Aussagen festgehalten werden: Der Vergleich von Gleichung (13) mit der Fourieranalyse in Gleichung (1) zeigt, daß

1. bei der Spektrumanalyse nicht das verwendete Resolution-Filter $h_{used}(t)$, sondern das nach Gleichung (11) beschriebene "displayed" Resolution-Filter $h_{disp}(t)$ zur Anzeige kommt. Bei langsamen Sweep für ungefähr $K \geq 2$ stimmen $h_{used}(t)$ und $h_{disp}(t)$ näherungsweise überein. Bei schnellem Sweep hingegen treten deutliche Unterschiede auf. In diesem Fall bricht der Pegel ein und das dargestellte Resolution-Filter wird breiter (das Filter kann nicht mehr einschwingen).
2. In Gleichung (13) wird im Gegensatz zur Fourieranalyse nicht $v(\tau)$, sondern das um t verschobene Zeitsignal verwendet. Folglich wertet der Spektrumanalyzer ein zeitlich gleitendes Beobachtungsintervall aus, was nicht weiter störend ist. Bemerkenswert ist die Frage, welchen Einfluß die Geschwindigkeit des gleitenden Beobachtungsfensters auf das Ausgangsspektrum hat.

Um die Frage des gleitenden Beobachtungsfensters in 2. besser beurteilen zu können, empfiehlt es sich, das Parseval'sche Theorem gemäß

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_1(\tau) \cdot x_2^*(\tau)\, d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} X_1(F) \cdot X_2^*(F)\, dF$$

auf Gleichung (13) anzuwenden. Durch Substitution von

$$x_1(\tau) = h_{disp}(\tau) \cdot e^{-j\omega(t)\tau} \quad \stackrel{\tau}{\rightarrow} \quad X_1(F) = H_{disp}(F + f(t))$$
$$x_2(\tau) = v(t-\tau) \quad \stackrel{\tau}{\rightarrow} \quad X_2(F) = V(-F) \cdot e^{j2\pi F t}$$

läßt sich Gleichung (13) durch

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} H_{disp}(F + f(t)) \cdot V^*(-F) e^{-j2\pi F t} dF$$
$$= e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} H_{disp}(F - f(t)) \cdot V^*(F)\, e^{-j2\pi F t} dF$$

(14)

beschreiben. Damit erhält man erwartungsgemäß eine Faltung des Eingangsspektrums mit dem Resolution-Filter gemäß

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} \quad H_{disp}(f(t)) * \left[V^*(f(t))\, e^{-j2\pi f(t) t} \right]$$

Durch Einsetzen von Gleichung (12) in Gleichung (14) ergibt sich schließlich

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} H_{disp}(F - f(t)) \cdot V^*(F)\, e^{-j\frac{2\pi K}{B_{res}^2} F f(t)} dF$$

(15)

In der DE 101 05 258 A1 ist nur ein sweepoptimiertes Gaußfilter hergeleitet. Dieses sweepoptimierte Gaußfilter muß linearphasig sein.

Neue Betrachtungen haben gezeigt, daß das sweepoptimierte Filter für ein beliebiges Filter hergeleitet werden kann. Das vorgegebene Filter darf sowohl in Betrag und auch in der Phase beliebig sein. Besonders interessant ist die Tatsache, daß keine Restriktionen an die Phase gestellt werden. Bei dem aus der DE 101 05 258 A1 bekannten Sweepfilter ist dieser Freiheitsgrad nicht nutzbar, weil dort die Linearphasigkeit gefordert wurde. Durch die beliebig vorgebbare Phase können nun erfindungsgemäß minimalphasige

Filter realisiert werden, welche optimal hinsichtlich der notwendigen Einschwingzeit sind.

In Gleichung (10) wird die "displayed" Impulsantwort $h_{disp}(t)$ und die "used" Impulsantwort $h_{used}(t)$ definiert. Hierbei beschreibt die Impulsantwort $h_{disp}(t)$ die Transformierte des im Sweep dargestellten Frequenzgangs $H_{disp}(f)$ des Resolution-Filters, während die Impulsantwort $h_{used}(t)$ die Transformierte des verwendeten Filters mit dem Frequenzgang $H_{used}(f)$ ist. Aus Gleichung (11) ist der Zusammenhang zwischen den beiden Impulsantworten gemäß

$$h_{disp}(t) = h_{used}(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{K}B_{res}^2 t^2}$$

bekannt. Die erfindungsgemäße Vorgehensweise besteht nun darin, nicht den Frequenzgang $H_{used}(f)$ des verwendeten Filters, sondern den Frequenzgang des dargestellten Filters $H_{disp}(f)$ zu entwickeln. Da bei der Spektrumanalyse nur der Betragsfrequenzgang dargestellt wird, darf somit die Phase beliebig gewählt werden. Nach dem Design wird durch Rücktransformation die Impulsantwort $h_{disp}(t)$ berechnet. Im nächsten Schritt wird nach obiger Formel die gesuchte Impulsantwort $h_{used}(t)$ des sweepoptimierten Filters bei der Sweepgeschwindigkeit K berechnet.

Nachfolgend wird ausführlicher auf die einzelnen Design-Schritte eingegangen:

1. Vorgabe des gewünschten dargestellten Betragsfrequenzgangs $|H_{disp}(f)|$:

Häufig wird das Gaußfilter verwendet. Von Interesse können aber auch Filter mit weniger steil abfallendem Betragsfrequenzgang sein, weil damit eine geringere Gruppenlaufzeitverzögerung erzielt wird. Damit geht eine kürzere Einschwingzeit einher, was besonders bei Applikationen mit häufigen Einschwingvorgängen des Filters wünschenswert ist.

2. Vorgabe der Phase von $H_{disp}(f)$:

Prinzipiell kann die Phase beliebig vorgegeben werden. Im Sinne einer minimalen Gruppenlaufzeitverzögerung empfiehlt es sich, ein minimalphasiges Filter zu verwenden. Nachfolgend wird auf das Design eingegangen. Hierbei wird vorausgesetzt, dass das Filter digital realisiert wird, d.h. es wird die diskrete Impulsantwort $h_{disp}(k)$ mit $k = [0, nof_{Taps} - 1]$ berechnet, wobei nof_{Taps} die Anzahl der Taps beschreibt.

Am einfachsten ist der Entwurf eines linearphasigen Filters der Länge nof_{Taps} mit dem vorgegebenen Betragsfrequenzgang $|H_{disp}(f)|$. Gängige Verfahren sind der Remez- oder der MMS-Algorithmus. Anschließend werden die Nullstellen der Übertragungsfunktion in der komplexen z-Ebene bestimmt. Die Nullstellen außerhalb des Einheitskreises werden anschließend in den Einheitskreis gespiegelt, wodurch der Betragsfrequenzgang nicht verändert wird. Dieses Verfahren ist suboptimal, weil dadurch immer minimalphasige Filter mit doppelten Nullstellen entstehen, was zu einer Einschränkung des Freiheitsgrades führt.

In Fig. 3 wird ein Beispiel der diskreten Impulsantwort $h(k)$ als Funktion des Abtastindex eines minimalphasiges Gaußfilters im Vergleich zu einem linearphasigen Gaußfilter gezeigt. Man erkennt, daß das minimalphasige Filter eine wesentlich kürzere Gruppenlaufzeitverzögerung als das linearphasige Filter besitzt. Natürlich besitzt das minimalphasige Filter die gleiche Tapzahl $nof_{Taps} = 161$ wie das linearphasige Filter, d.h. die Einschwingzeit ist gleich lang. Allerdings klingt beim Sweep der Einschwingfehler des minimalphasigen Filters wesentlich schneller als beim linearphasigen Filter ab, was ein Vergleich von Fig. 4 mit Fig. 5 verdeutlicht. Fig. 4 zeigt den Sweep mit einem minimalphasigen Filter, während Fig. 5 den gleichen Sweep mit einem linearphasigen Filter zeigt. Das Eingangssignal ist jeweils eine diskrete Spektrallinie. Man erkennt, daß beim minimalphasigen Filter der Fehler bereits während der

Einschwingphase, d.h. unmittelbar nach der "ersten Keule", so stark abgeklungen ist, dass bereits ungefähr die zweite Hälfte der Einschwingphase für die Analyse genutzt werden kann. Beim linearphasigen Filter hingegen kann die Analyse erst später begonnen werden.

Mit dem nachfolgenden Verfahren wird ein besseres Filterdesign erreicht. Man entwirft das linearphasige Filter nicht mit nof_{Taps} Taps, sondern mit der doppelten Länge $2 \cdot nof_{Taps}$. Als Zielfunktion gibt man ebenfalls nicht $|H_{disp}(f)|$, sondern $|H_{disp}(f)|^2$ vor. Gleiches gilt für eventuell verwendete Kostenfunktionen. Anschließend werden von dem ermittelten Digitalfilter $h_{disp}^{(long)}(k)$ die Nullstellen im Einheitskreis berechnet. Die spiegelsymmetrischen Nullstellen außerhalb des Einheitskreises werden verworfen. Die so erzeugte Impulsantwort $h_{disp}(k)$ besitzt die gewünschte Tapzahl nof_{Taps}. Weiterhin besitzt es den gewünschten Ziel-Betragsfrequenzgang $|H_{disp}(f)|$. Das so berechnete Filter hat keine doppelten Nullstellen, womit dieses Design den vollen Freiheitsgrad ausnutzt.

3. Berechnung von $h_{used(k)}$:

Nun liegt die Impulsantwort $h_{disp}(k)$ vor. Nach Gleichung (11) wird die Impulsantwort des zu verwendenden Filters gemäß

$$h_{used}(k) = h_{disp}(k) \cdot e^{-j \frac{\pi}{K} B_{res}^2 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2} \quad \text{mit} \quad k = [0, nof_{Taps}-1] \tag{16}$$

berechnet, wobei T_a die Abtastperiode des Digitalfilters ist. Im Unterschied zu Gleichung (11) wurde erfindungsgemäß der Parameter k_0 eingeführt, welcher im Spektralbereich eine Verschiebung des Spektrums bewirkt. Durch den Parameter k_0 können verschiedene wünschenswerte Effekte erreicht werden:

1. Kompensation des Frequenznachlaufs: Durch die Gruppenlaufzeit des Resolution-Filters ist die korrespondierende Frequenz vom Ausgangssignal ebenso nachlaufend. Durch Einstellung eines entsprechenden k_0 kann dieser Effekt kompensiert werden.

2. Minimierung der benötigten Bandbreite von $H_{used}(f)$: Mit zunehmender Sweepgeschwindigkeit (kleineres K) liegt die Mitte des Spektrums $H_{used}(f)$ nicht mehr im Frequenz-Ursprung $f=0$, sondern verschiebt sich hin zu größeren Frequenzen. Bei dem vorliegenden digitalen System müßte damit die benötigte Abtastrate f_a unnötig erhöht werden, um weiterhin das Abtasttheorem zu erfüllen. Durch entsprechende Wahl von k_0 läßt sich dieser Effekt vermeiden. In guter Näherung sollte $k_0 = k_{max}$ gewählt werden, wobei k_{max} der Zeitpunkt des Maximums von $|h_{disp}(k)|$ ist.

Weiterhin sei auf eine für die Implementierung sinnvolle Vorgehensweise hingewiesen: Grundsätzlich sollte nicht $h_{used}(k)$ für verschiedene Sweepgeschwindigkeiten K vorberechnet und im Gerät abgelegt werden, sondern lediglich $h_{disp}(k)$ vorberechnet werden. Nach Kenntnis der gewünschten Sweepgeschwindigkeit wird im Gerät die interessierende Impulsantwort $h_{used}(k)$ nach der Vorschrift in Gleichung (16) berechnet. Dieses Verfahren besitzt den Vorteil, daß der Verwaltungs- und Speicheraufwand der einzelnen Impulsantworten wegfällt. Weiterhin wird immer die Impulsantwort für das vorliegende K verwendet. Damit tritt kein Quantisierungsfehler auf, weil die Impulsantwort $h_{used}(k)$ nicht für genau den eingestellten K-Faktor verfügbar ist.

Die geschlossene Darstellung der Impulsantwort des komplexen Auflösungsfilters wird nachfolgend bestimmt.

Zur Herleitung der geschlossenen Darstellung der Impulsantwort h_{used} des Filters wird zunächst der zeitkontinuierliche Fall betrachtet. Der freie Variationsparameter ist dann $t_0 = k_0 \cdot T_a$.

Zur Spektrumanalyse wird ein gaußförmiges Resolution-Filter mit der Bandbreite B_{res} verwendet. Das "displayed" Resolution-Filter soll die Impulsantwort und Übertragungsfunktion

$$h_{disp}(t) = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} B_{res} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} * h_{allp}(t)$$

$$H_{disp}(f) = e^{-2\ln(2)\cdot\left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2} \cdot e^{j\varphi(f)}$$

(17)

besitzen. Durch $|H_{disp}(f{=}0)| = 1$ wird die amplitudenrichtige Darstellung der Spektrallinien sichergestellt. Der Phasenverlauf $\varphi(f)$ der Übertragungsfunktion kann beliebig gewählt werden, weil bei der Spektrumanalyse $|H_{disp}(f)|$ dargestellt wird. Der Phasengang $\varphi(f)$ kann beispielsweise nach dem vorne beschrieben Verfahren bestimmt werden, damit die Übertragungsfunktion minimalphasig wird, was zu einem schnellen Einschwingen von $h_{disp}(t)$ führt. Die Fourier-Rücktransformierte von $e^{j\varphi(f)}$ ist $h_{allp}(t)$. Da im Frequenzbereich eine Multiplikation mit $e^{j\varphi(f)}$ durchgeführt wird, muss im Zeitbereich entsprechend eine Faltung mit der Impulsantwort $h_{allp}(t)$ eines Allpasses durchgeführt werden, was durch das Zeichen * symbolisiert wird. Aufgrund des in Gleichung (11) angegebenen Zusammenhangs zwischen $h_{disp}(t)$ und $h_{uses}(t)$ beschreibt $\varphi(t)$ nicht nur den Phasengang der Übertragungsfunktion $H_{disp}(f)$, sondern auch den Phasengang der Übertragungsfunktion $H_{used}(f)$ des Resolutions-Filters.

Die Impulsantwort des zu verwendenden Resolution-Filter erhält man nach Gleichung (16) in zeitkontinuierlicher Darstellung zu

$$h_{used}(t) = h_{disp}(t) \cdot e^{-j\frac{\pi}{K}B_{res}^2(t-t_0)^2}$$

(18)

Durch Einsetzen ergibt sich

$$h_{used}(t) = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} B_{res} \cdot \left[e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-j\frac{\pi}{K}B_{res}^2(t-t_0)^2}$$

(19)

Der Übergang zur diskreten Impulsantwort folgt aus

$$h_{used}(k) = T_a \, h_{used}(t{=}kT_a) \, .$$

Durch Einsetzen von Gleichung (19) erhält man

$$h_{used}(k) = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} \cdot B_{res} \cdot T_a \cdot \left[e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-j\frac{\pi}{K}B_{res}^2 (t-t_0)^2} \Bigg|_{\substack{t_0=k_0 \cdot T_a \\ t=kT_a}} \tag{20}$$

mit $T_{res} = 1/B_{res}$, B_{res} = Resolution-Bandbreite (Auflösungs-Bandbreite) bei 3dB Signalabfall gegenüber dem Maximum und T_a = Abtastperiode im Basisband.

Dabei ergibt sich folgende allgemeine Darstellung für die Impulsantwort:

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[e^{-C_2 T_a^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-jC_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2}$$

Hierin bedeuten k der Abtastindex und T_a die Abtastperiode. C_1, C_2 und C_3 sind Konstanten, wobei die Konstante C_1 vorzugsweise

$$C_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} \cdot B_{res} \cdot T_a$$

beträgt und wobei B_{res} die Bandbreite des Auflösungsfilters ist.

Die Konstante C_2 beträgt vorzugsweise

$$C_2 = \frac{\pi^2}{2\ln(2)} \cdot \frac{1}{T_{res}^{\;2}} \, ,$$

wobei $T_{res} = 1/B_{res}$ die Reziprokbandbreite B_{res} des Auflösungsfilters ist.

Die Konstante C_3 beträgt vorzugsweise

$$C_3 = \frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^{\ 2},$$

wobei B_{res} die Bandbreite des Auflösungsfilters und K der K-Faktor des Auflösungsfilters ist, der über die Gleichung

$$f(t) = \frac{1}{K} \cdot B_{res}^{\ 2} \cdot t$$

definiert ist und f(t) eine linear mit der Zeit t variable Frequenz ist, die dem dem Auflösungsfilter 4 vorgeschalteten Mischer 3 des Spekrumanalysators zugeführt wird.

Es ist jedoch auch denkbar, die Konstanten C_1, C_2 und C_3 in anderer Weise im Rahmen der vorliegenden Erfindung festzulegen.

Ansprüche

1. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) für einen Spektrumanalysator (1),
dadurch gekennzeichnet,
daß das Auflösungsfilter (4) folgende komplexe, diskrete Impulsantwort $h_{used}(k)$ hat:

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[e^{-C_2 T_a^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-jC_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2}$$

wobei C_1, C_2 und C_3 Konstanten, k der Abtastindex und T_a die Abtastperiode sind,
wobei $h_{allp}(t)$ die Fourier-Rücktransformierte von $e^{j\varphi(f)}$ ist, worin $\varphi(f)$ ein beliebiger Phasengang in Abhängigkeit von der Frequenz in der Übertragungsfunktion des Auflösungsfilters ist und
wobei k_0 ein freier Variationsparameter ist.

2. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Variationsparameter k_0 so eingestellt ist, daß der durch die Gruppenlaufzeit des Auflösungsfilters (4) bedingte Frequenznachlauf kompensiert ist.

3. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Variationsparameter k_0 so eingestellt ist, daß die Mitte des Frequenzgangs $H_{used}(f)$ des Auflösungsfilters im Frequenz-Ursprung bei der Frequenz $f = 0$ liegt.

4. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) nach einem der Ansprüche 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß $\varphi(f)$ und somit $h_{allp}(t)$ so gewählt sind, daß sich ein minimalphasiges Auflösungsfilter ergibt.

5. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) nach einem der Ansprüche 1 bis 4,

dadurch gekennzeichnet,

daß die Konstante C_1

$$C_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} \cdot B_{res} \cdot T_a$$

beträgt, wobei B_{res} die Bandbreite des Auflösungsfilters (4) ist.

6. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,

daß die Konstante C_2

$$C_2 = \frac{\pi^2}{2\ln(2)} \cdot \frac{1}{T_{res}^{\;2}}$$

beträgt, wobei $T_{res} = 1/B_{res}$ die reziproke Bandbreite B_{res} des Auflösungsfilters (4) ist.

7. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) nach einem der Ansprüche 1 bis 6,
dadurch gekennzeichnet,

daß die Konstante C_3

$$C_3 = \frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^{\;2}$$

beträgt, wobei B_{res} die Bandbreite des Auflösungsfilters (4) und K der K-Faktor des Auflösungsfilters (4) ist, wobei der K-Faktor über die Gleichung

$$f(t) = \frac{1}{K} \cdot B_{res}^{\;2} \cdot t$$

definiert ist und f(t) eine linear mit der Zeit t variable Frequenz ist, die einem dem Auflösungsfilter (4) vorgeschalteten Mischer (3) des Spekrumanalysators (1) zugeführt wird.

8. Spektrumanalysator zur Analyse des Spektrums eines Eingangssignals mit einem die Frequenzauflösung festlegenden Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4),
dadurch gekennzeichnet,
daß das Auflösungsfilter (4) folgende komplexe, diskrete Impulsantwort $h_{used}(k)$ hat:

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[e^{-C_2 T_a{}^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t)\right] \cdot e^{-jC_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a{}^2}$$

wobei C_1, C_2 und C_3 Konstanten, k der Abtastindex und T_a die Abtastperiode sind,
wobei $h_{allp}(t)$ die Fourier-Rücktransformierte von $e^{j\varphi(f)}$ ist, worin $\varphi(f)$ ein beliebiger Phasengang in Abhängigkeit von der Frequenz in der Übertragungsfunktion des Auflösungsfilters ist und
wobei k_0 ein freier Variationsparameter ist.

9. Spektrumanalysator nach Anspruch 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Variationsparameter k_0 so eingestellt ist, daß der durch die Gruppenlaufzeit des Auflösungsfilters (4) bedingte Frequenznachlauf kompensiert ist.

10. Spektrumanalysator nach Anspruch 8 oder 9,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Variationsparameter k_0 so eingestellt ist, daß die Mitte des Frequenzgangs $H_{used}(f)$ des Auflösungsfilters im Frequenz-Ursprung bei der Frequenz $f = 0$ liegt.

11. Spektrumanalysator nach einem der Ansprüche 8 bis 10,
dadurch gekennzeichnet,
daß $\varphi(f)$ und somit $h_{allp}(t)$ so gewählt sind, daß sich ein minimalphasiges Auflösungsfilter ergibt.

Zusammenfassung

Ein Spektrumanalysator (1) umfaßt einen Mischer (3), der das konjugiertkomplexe Eingangssignal v*(t) in ein Basisbandsignal x(t) mischt und ein Auflösungsfilter (4), welches das Basisbandsignal x(t) schmalbandig filtert. Erfindungsgemäß hat das Auflösungsfilter (4) die komplexe, diskrete Impulsantwort

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[e^{-C_2 T_a^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t)\right] \cdot e^{-jC_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2}$$

wobei C_1, C_2 und C_3 Konstanten, k der Abtastindex, T_a die Abtastperiode sind, $h_{allp}(t)$ die Fourier-Rücktransformierte von $e^{j\varphi(f)}$ ist, $\varphi(f)$ ein beliebiger Phasengang in Abhängigkeit von der Frequenz in der Übertragungsfunktion des Auflösungsfilters ist und k_0 ein freier Variationsparameter ist.

(Fig. 2 und 3)

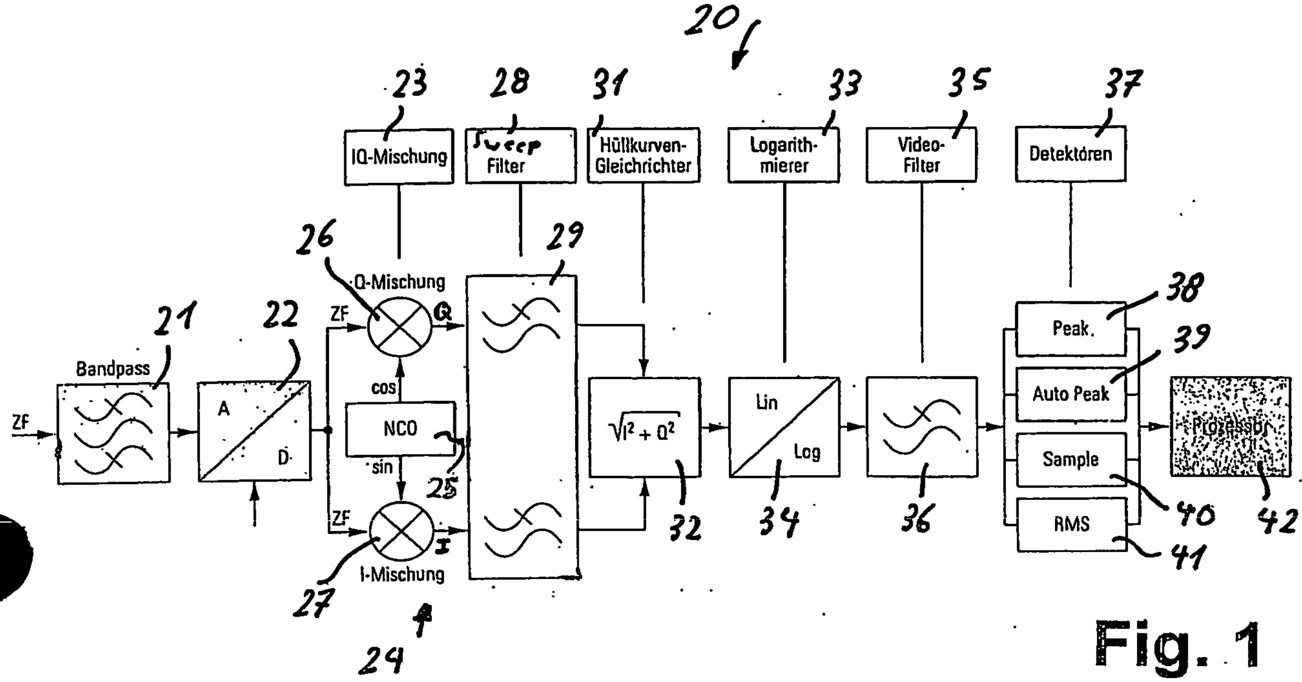


Fig. 1

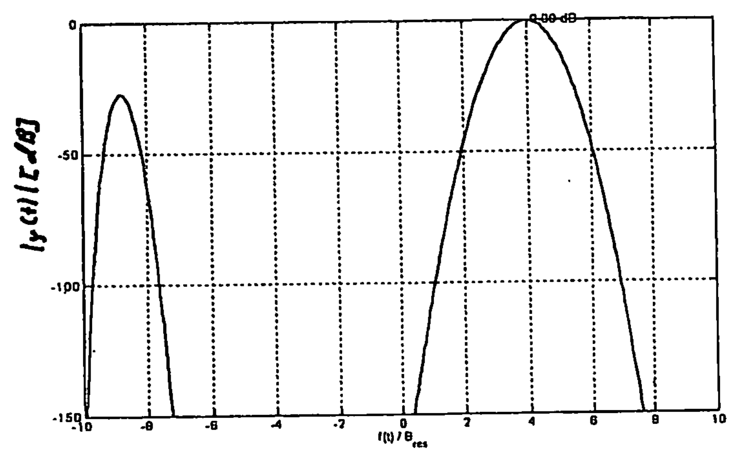


Fig. 4

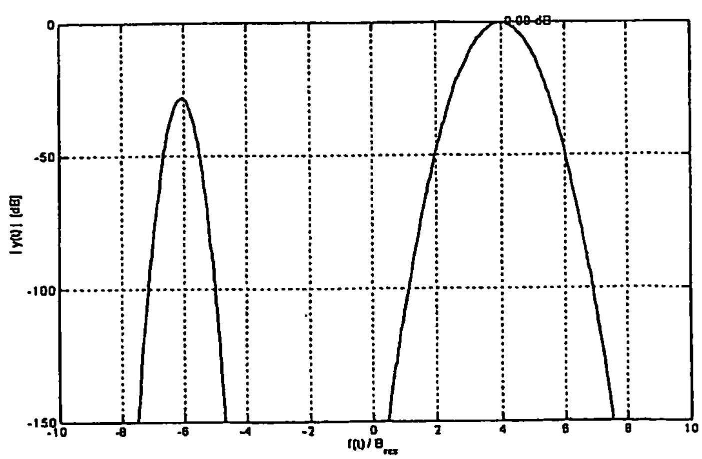
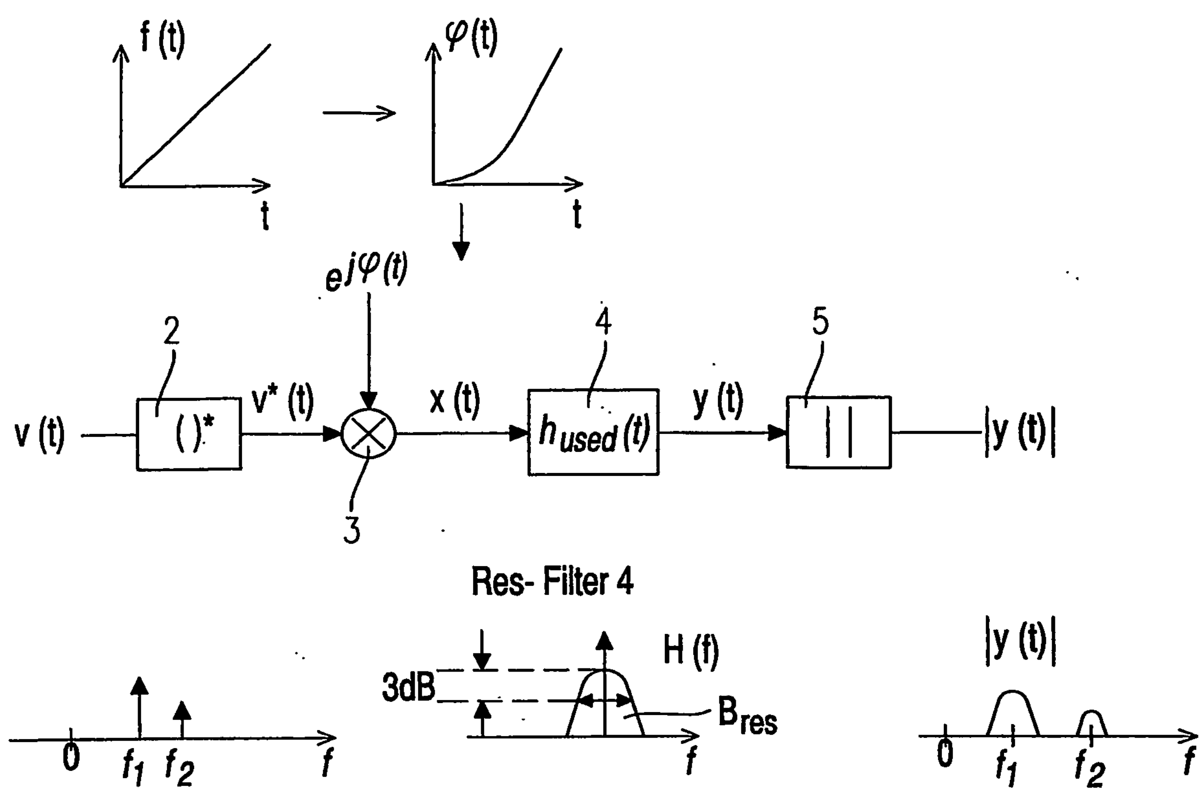
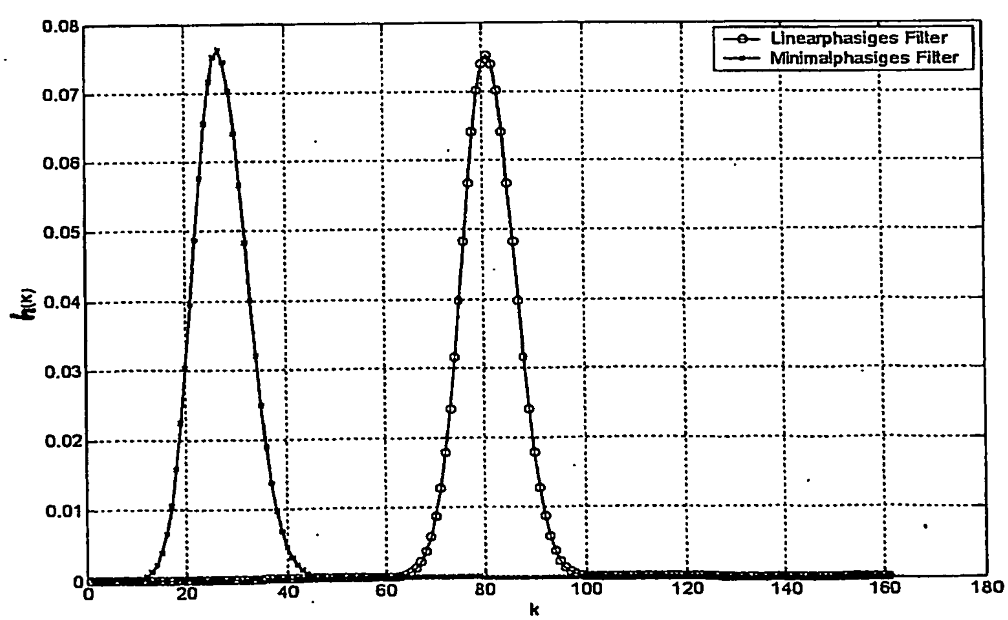


Fig. 5



f (t)
t
φ(t)
t
ejφ(t)
2
4
5
v (t)
( )*
v* (t)
x (t)
h_{used} (t)
y (t)
|y (t)|
3
Res- Filter 4
3dB
H (f)
B_{res}
f
0
f_1
f_2
f
|y (t)|
0
f_1
f_2
f

Fig. 2



Linearphasiges Filter
Minimalphasiges Filter
$h_{h(K)}$
k
0.08
0.07
0.06
0.05
0.04
0.03
0.02
0.01
0
0
20
40
60
80
100
120
140
160
180

Fig. 3